

Variable Stromsenke

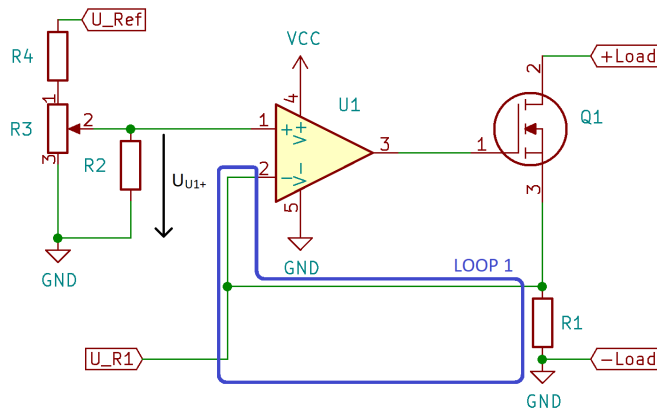
Messtechnik 2, Fachartikel

Johannes Rothe

I. EINFÜHRUNG

Jeder Entwickler der einen Schaltregler gebaut hat kennt es: Der Prototyp ist fertig und soll getestet werden. Aber wie? Dazu müsste eine Auswahl von geeigneten Leistungswiderständen vorhanden sein. Es ist eine variable Last nötig mit der der fertige Prototyp langsam belastet werden kann. Dieser Artikel soll eine Erklärung zur wohl einfachsten variablen konstant Stromsenke sein.

II. SCHALTUNG



Schaltung 1: Grundsaltung

Die Grundlage dieser Schaltung geht auf die Shuntmessung und deren grundlegenden Zusammenhang von $U_{R1} = I_{R1} \cdot R1$ zurück. Der N-Kanal MOSFET Q_1 wird bei dieser Schaltung im Widerstandsbereich betrieben und ist somit die einstellbare Last. Die elektrische Energie wird dort in Wärme umgewandelt. Der Operationsverstärker (kurz OP) steuert sein Ausgangssignal so, dass am invertierenden (-) und nicht-invertierenden Eingang (+), keine Spannungsdifferenz herrscht. Mit anderen Worten: Die Spannung über $R1$ ist gleich der Referenzspannung U_{U1+} (einstellbarer Spannungsteiler mit $R2$, $R3$ und $R4$). Somit ergibt sich der Zusammenhang von I_{R1} und U_{U1+} wie folgt:

$$I_{R1} = \frac{U_{U1+}}{R1} \quad (1)$$

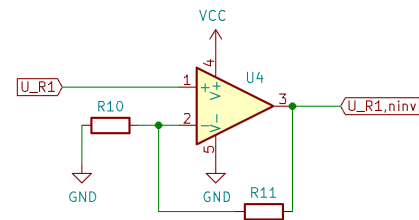
In dem Spannungsteiler, der Referenz, ist bereits auf einen möglichen Fehlerfall und deren Folgen eingegangen. Der Widerstand $R2$ verhindert, dass bei einem Kontaktproblem am Potentiometer die Spannung U_{U1+} nicht undefiniert bleibt sondern auf GND Potential gelegt wird. Somit ist sichergestellt, dass die Last im Fehlerfall hochohmig geschaltet wird. Die

Formel 2 zu diesem Spannungsteiler beschreibt die Spannung am Eingang U_{U1+} . Unter anderem in Abhängigkeit des Winkels und des maximalen Winkels von dem Potentiometer $R3$. Dabei ist α der Winkel zwischen Schleifer (Kontakt 2) und Kontakt 3. Diese Formel kann für beide Anschläge zu den Formeln 3 stark vereinfacht werden. Die allgemeine Formel des Spannungsteilers lässt einen nahezu linearen Zusammenhang zwischen Spannung U_{U1+} und Winkel α erkennen. Zur Berechnung des maximalen Stromes $I_{R1,max}$ genügt die Betrachtung der Spannung $U_{U1+,max}$ (Formel 3).

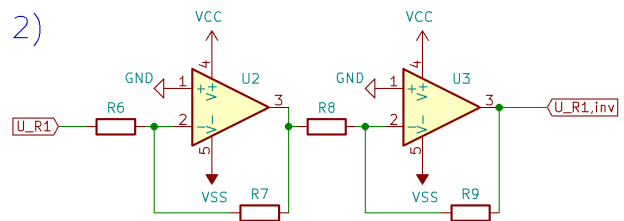
$$U_{U1+} = U_{Ref} \cdot \frac{\frac{R2 \cdot R3 \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}}}{R2 + \left(R3 \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}}\right)}}{R4 + \frac{R2 \cdot R3 \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}}}{R2 + \left(R3 \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}}\right)} + \left(R3 \cdot \frac{(\alpha_{max} - \alpha)}{\alpha_{max}}\right)} \quad (2)$$

$$U_{U1+,max} = U_{Ref} \cdot \frac{\frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}}{R4 + \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}} \quad U_{U1+,min} = 0 \quad (3)$$

1)



2)



Schaltung 2: Operationsverstärkerschaltungen zur Aufbereitung des Shuntsignals U_{R1}

- 1) nicht-invertierender Verstärker
- 2) zwei invertierende Verstärker

Damit der fließende Strom, mit beispielsweise einem Mikrocontroller, bestimmt werden kann, muss die Spannung U_{R1} verstärkt werden. Dazu eignen sich zwei einfache Schaltungen. Um kleine Spannungen mit Faktor größer 1,5 zu verstärken eignet sich die erste Schaltung. Die Schaltung des nicht-invertierenden Verstärkers (Schaltung. 2.1) eignet sich daher für große Strombereiche bei relativ großem Shunt-Widerstand $R1$. Die Verstärkung (V_{U4}) berechnet sich nach:

$$V_{U4} = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}} \quad (4)$$

Zu erkennen ist, dass dieser Verstärker mathematisch keine $V \leq 1$ realisiert werden kann.

In Schaltung Nr.2 sind zwei invertierende Verstärker hintereinander geschaltet. Diese ist für Strombereiche mit sehr großem Shunt-Widerstand $R1$ geeignet, da eine Verstärkung kleiner 1 realisiert werden kann. Die Verstärkung (V_{ges}) berechnet sich nach:

$$V_{U2} = -\frac{R_7}{R_6} \quad V_{U3} = -\frac{R_9}{R_8} \quad (5)$$

$$V_{ges} = V_{U2} \cdot V_{U3} \quad (6)$$

Diese ist mit mehr Schaltungsaufwand verbunden, da aufgrund der Invertierung des Signals eine Bipolare Spannungsversorgung nötig ist.

III. SCHALTUNG AUSLEGEN

Falls Sie die Schaltung zusammenbauen möchten sollte der nachfolgende Teil einmal vollständig gelesen werden. Sie legen Ihre Präferenzen fest, berechnen die Werte und suchen dann passende Bauteile heraus.

Wenn der MOSFET ($Q1$) im Betrieb hochohmig geschaltet werden soll, wird für die Regelung ($U1$), ein sogenannter Rail to Rail Operationsverstärker benötigt. Diese Art von OP's, können ihre Ausgangsspannung bis nah an die Versorgungsspannung heran durchschalten.

Bei der Versorgung des OP's muss darauf geachtet werden, dass das mögliche Ausgangspotential größer ist als $U_{GS(th),max}$. $U_{GS(th),max}$ ist die maximale Gate-Source Schwellspannung (Englisch: Gate-Source Threshold Voltage) des MOSFET. Beim unterschreiten dieser, kann der MOSFET nicht vollständig durchschalten. Bei einer Versorgungsspannung von 5 V empfehlen sich sogenannte Logic-Level MOSFET's (IRL(X) [1]).

Neben diesem Wert sollte ebenfalls auf U_{DS} (Drain-Source Durchbruch Spannung) geachtet werden. Diese bestimmt die spätere maximale Spannung der Last ($U_{L,max}$)¹. Lesende, die mit dem Kirchhoffschen-Maschengesetz vertraut sind werden sagen, dass das noch nicht ganz stimmt. Die Masche für die maximale Spannung ist:

$$U_{L,max} = (I_L \cdot R1) + U_{DS} \quad (7)$$

Wenn bei dem Einschalten von einem Laststrom $I_L = 0$ A ausgegangen wird, wird der erste Term aus Formel 7 = 0 und $U_{L,max}$ ist somit gleich U_{DS} .

Kleine Anmerkung: Wer ein bisschen bastelt, hat bestimmt ein IRFP450 [2] herumliegen. Der eignet sich sehr gut: $U_{GS(th),max} = 4$ V, $U_{DS} = 500$ V, $I_D = 14$ A und $R_{DS(on)} = 0.4 \Omega$ (Bedingung Beachten [2]).

Der Shunt-Widerstand $R1$ sollte allgemein nicht zu klein ausfallen. Bei kleiner Loop (1)- und Referenzspannung, können elektromagnetische Störungen von Außen überwiegen.

Die minimale ohmsche Last die simuliert werden kann, ist:

$$R_{L,min} = R1 + R_{DS(on)} \quad (8)$$

¹In Abb.1 Spannung zwischen +Load und -Load

A. Beispiel

Nehmen wir ein IRFP450 [2], $R1 = 100$ m Ω und $U_{U1} = U_{Ref} = 12$ V. Wir legen $I_{L,max} = 7$ A, $U_{L,max} = 20$ V und $U1$ als Rail to Rail Operationsverstärker fest.

Somit ergeben sich für $P_{R1,max}$ und $U_{U1+,max}$:

$$P_{R1,max} = I_{L,max}^2 \cdot R1 = (7 \text{ A})^2 \cdot 0.1 \Omega = 4.9 \text{ W} \quad (9)$$

$$U_{U1+,max} = I_{L,max} \cdot R1 = 7 \text{ A} \cdot 0.1 \Omega = 0.7 \text{ V} \\ = U_{R1,max} \quad (10)$$

Bei der Referenz legen wir $R3 = 10$ k Ω und $R2 = 100$ k Ω fest. Formel 2 wird nach $R4$ umgestellt:

$$R4 = \left(\frac{U_{Ref} \cdot \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}}{U_{U1+,max}} \right) - \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} \\ = \left(\frac{12 \text{ V} \cdot 9.09 \text{ k}\Omega}{0.7 \text{ V}} \right) - 9.09 \text{ k}\Omega = 146.73 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

Einen Widerstand mit $R = 146.73$ k Ω wird es wahrscheinlich nirgends zu kaufen geben. Nach der E 96-Reihe (Nach DIN 41426 [5]), ist der nächste nähere Wert 147 k Ω . Durch diesen anderen Wert ergibt sich $I_{L,max} = 6.988$ A.

B. EMV-Aspekte

Eine Leiterschleife, senkrecht von einem magnetischen zeitlich-veränderlichen Fluss durchströmt, induziert eine elektrische Spannung. Die induzierte elektrische Spannung ist von der Fläche und der magnetischen Flussdichte abhängig. Um diesen Störeinfluss zu minimieren, sollte der Loop 1 (Abb. 1) möglichst kurz und eine kleine Innenfläche vorweisen. Bei Anwendung in Bereichen mit großen Störeinflüssen sollte der Loop 1 zusätzlich geschirmt werden (Bsp: Innenleiterbahn oder μ -Metall). Weniger kritisch ist die Referenz am Eingang $U1+$. Hier sollte dennoch ein Kondensator parallel zu $R2$, möglichst nah am Operationsverstärker, eingebracht und lange Leiterbahnen/Zuleitungen vermieden werden.

C. Temperaturabhängigkeit/-eigenschaft

Die Temperatureigenschaften von dem MOSFET $Q1$ werden nicht beachtet, da dieser gesteuert wird. Die Temperaturabhängigkeit ist wesentlich von der Referenzspannung U_{U1+} und dem Shunt $R1$ abhängig. Um den maximalen Fehler zu berechnen ist der TCR-Wert (Temperature Coefficient of Resistances), in [PPM/°C], wichtig. Dieser beschreibt die Widerstandsänderung aufgrund von Temperaturänderung. Für Widerstände gilt: ([6], Seite 23)

$$\Delta R_{max} = \Delta R + (T_{R,max} - 25^\circ \text{C}) \cdot TCR_R \cdot 10^{-4} \quad (12)$$

Um den Temperatureinfluss zu minimieren, sollten Widerstände konstant/nah bei 25 °C betrieben werden. Der Shunt-Widerstand wird im Betrieb gegebenenfalls mit viel Leistung belastet. Hierbei sollte für ausreichend Kühlung gesorgt und bei der Fehlerrechnung der maximale Fehler nach Formel 12 beachtet werden. Das Gehäuse des MOSFET sollte groß gewählt werden, damit die gegebenenfalls

Tabelle I: Beschreibung zur Formel 12

Term	Beschreibung
ΔR_{max}	Resultierende maximale Toleranz[%]
ΔR	Widerstandstoleranz [%]
$T_{R,max}$	Max. Temperatur am/im Widerstand [°C]
TCR_R	TCR-Wert des Widerstandes [PPM/°C]

hohe anfallende Leistung, mit geringem thermischen Widerstand an den Kühlkörper abgegeben werden kann. Die Kühlkörperberechnung/Auslegung ist nicht Teil dieses Artikels. Unter Bedingungen² genügt ein relativ kleiner Kühlkörper von $\approx 96.2 \text{ cm}^3$. Dabei wird die anfallende Wärme primär im Material gespeichert. Die Abgabe der gespeicherten Energie erfolgt größtenteils während der Auszeit.

Die restliche Schaltung ist thermisch und räumlich von diesen zwei zu kühlenden Bauteilen zu trennen. Im Allgemeinen hat eine Schaltung eine höhere Genauigkeit, wenn diese bei konstanter und geringer Temperatur betrieben wird.

IV. SIMULATION

Die Grundlage der Simulation bildet die Grundschialtung und die Operationsverstärkerschaltung zur Aufbereitung des Shuntsignals U_{R1} (Kapitel II). Die Schaltungen wurden in dem Simulationsprogramm LTspice³ aufgebaut. Zur Vereinfachung wurde U_{U1+} mit einer Spannungsquelle simuliert und nicht mit der Schaltung $R2$ bis $R4$. Die übrigen Widerstandswerte sind nach Tabelle II festgelegt worden. $Q1$ ist als ein IRFP240 [3] simuliert. Die Versorgungsspannungen und maximalen U/I-Werte der Last wurden nach Beispiel III-A festgelegt.

Tabelle II: Beispiel Bauteile und Werte

Bauteil	Wert	Toleranz	Δ Wert
U2 bis U4	LTC2057	[4]	–
R1	100 m Ω	0,5 %, TCR: 75 PPM/°C	0,762 m Ω
R10	5k Ω	1 %	50 Ω
R11	15k Ω	1 %	150 Ω
R6	5k Ω	1 %	50 Ω
R7	5k Ω	1 %	50 Ω
R8	5k Ω	1 %	50 Ω
R9	20k Ω	1 %	200 Ω

Im Diagramm 3 ist zu sehen, dass die Spannung U_{U1+} bis 90 ms auf die festgelegten 0.7 V eingestellt wird. Entsprechend folgt der gesteuerte Strom $I_{R1} = I_{Q1}$. Die Spannung $U_{Q1,Gate}$ erhöht sich aufgrund der Gate-Source Schwellspannung nahezu sofort auf 4 V. Zu erkennen ist, dass bei einer Versorgungsspannung von 5 V des Operationsverstärkers U1 der MOSFET Q1 für den gewünschten Strom von 7 A nicht genügend Gate-Source Spannung anlegen könnte.

² $P_L \approx 72 \text{ W}$, 30 s Anzeit, 10 min Auszeit

³ Wurde 1999 von Linear Technology einem US-Amerikanischen Halbleiter- und Softwarehersteller entwickelt.

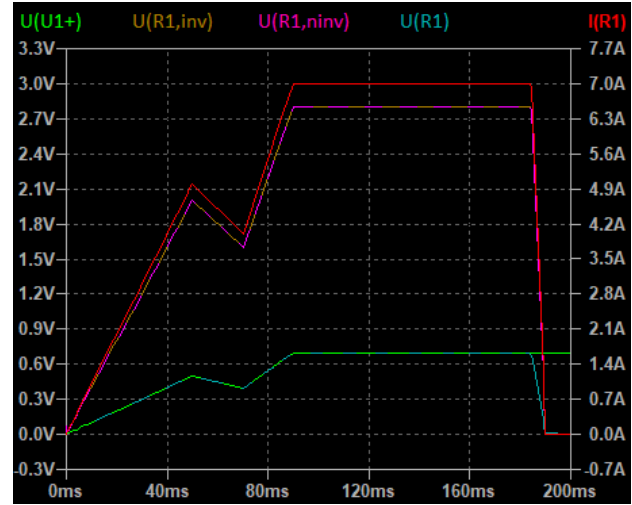


Diagramm 3: Simulation über 200ms für U_{U1+} , $U_{R1,inv}$, $U_{R1,ninv}$, U_{R1} und I_{R1}

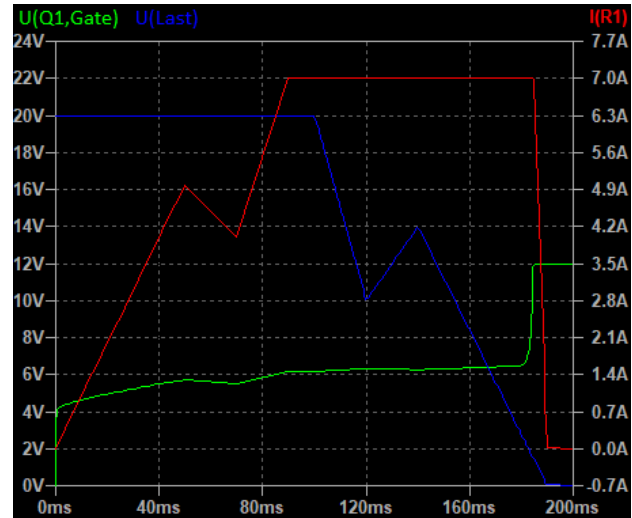


Diagramm 4: Simulation über 200ms für $U_{Q1,Gate}$, U_{Last} und I_{R1}

Wenn ab $t \geq 100 \text{ ms}$ die Spannung an der Last linear sinkt, so ändert sich der Strom durch die Last nicht. Ab einem $U_{Last} \lesssim 1.5 \text{ V}$ ist der konstante Bereich erschöpft. An diesen Punkt kann der MOSFET Q1 keinen kleineren R_L als $R_{L,min}$ (Formel 8) imitieren. Für Spannungen $U_{Last} \lesssim 1.5 \text{ V}$ gilt:

$$I_L = \frac{U_L}{R_{L,min}} \quad (13)$$

Ab einer Spannung $U_{Last} \lesssim 2 \text{ V}$ steigt die Ausgangsspannung von U1 ($= U_{Q1,Gate}$) stark an, um Q1 niederohmiger zu schalten. Diese Ausgangsspannung kann keinen Wert über 12 V annehmen da dies das Maximum der Versorgung ist.

Die Schaltungen des invertierenden und nicht-invertierenden Verstärkers verstärken beide, wie berechnet, die Shuntspannung U_{R1} mit Faktor vier.

V. GRENZEN UND FEHLER

A. Grenzen

Ein diskretes Halbleiterelement hat immer eine maximale Leistung (meist als P_{tot} bezeichnet), die es umsetzen kann. Im Fall unseres beliebten IRFP450 sind dies $P_{tot} = 190 \text{ W}$ ⁴. Das Beispiel III-A ist noch innerhalb dieses Wertes ($P_{Q1} \approx I_{L,max} \cdot U_{L,max} \approx 7 \text{ A} \cdot 20 \text{ V} \approx 140 \text{ W}$). Wenn alles aus diesem MOSFET raus geholt werden soll, übersteigt P_{Q1} schnell P_{tot} .

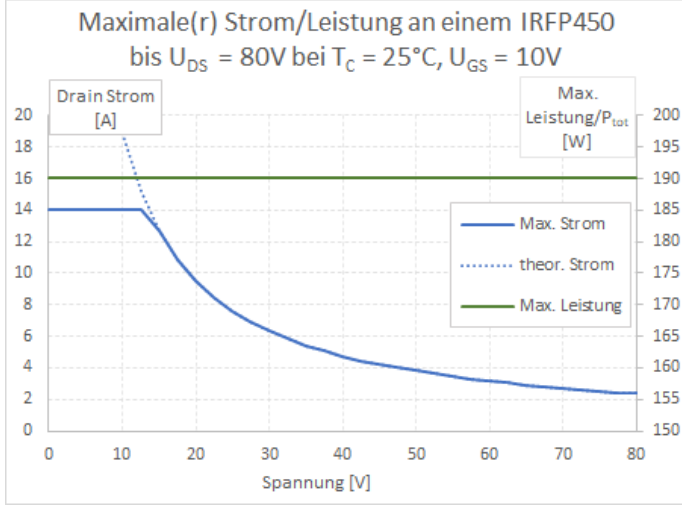


Diagramm 5: Maximaler Strom in Abhängigkeit der Spannung unter Berücksichtigung von P_{tot} an einem IRFP450 [2]

Im Diagramm 5 ist der Zusammenhang von maximalem Strom gegenüber der Spannung aufgezeigt. Der theoretische Strom ist dabei über P_{tot} berechnet. Ein MOSFET-Halbleiter besitzt einen maximalen Drain-Strom, der ebenfalls beachtet werden muss. Bei dem IRFP450 sind dies 14 Ampere⁵. Es ergibt sich die blaue Kurve (Max. Strom). $U_{DS,Q1}$ und $I_{D,Q1}$ darf jeden Wert unterhalb dieser Kurve annehmen. Oberhalb würde P_{tot} überschritten werden. Gegen diesen Fehlerfall ist die Schaltung nicht gesichert.

B. Fehlerrechnung

Zu einer Schaltung sind deren Fehler stets anzugeben. So werden folgend die Fehler und Beispielwerte aufgezeigt. Die Schaltung der Widerstände $R4$ bis $R2$ werden hier nicht betrachtet, da die Referenzeinstellung über einem "normalen" Potentiometer eine reine Abschätzung ist und nach einer Anzeige eingestellt werden soll. Für diese Anzeige sind die Schaltung 2.1/2 zuständig und werden folgend auf ihre Fehler untersucht. Elektromagnetische Störungen werden ebenfalls nicht betrachtet da diese wie nach Abschnitt III-B stark minimiert werden können/sollten.

Der nicht-invertierende Verstärker macht hier den Anfang. Neben den weit bekannten und oft schnell ersichtlichen Widerstandstoleranzen, sind die Operationsverstärkereingänge mit

Eingangsströmen belastet. Diese können hinein oder heraus fließen und werden *Input Bias Current* (I_B) genannt. Somit kann eine Spannung am Ausgang der nicht-invertierenden Schaltung 2.1 anliegen, ohne dass durch $R1$ Strom fließt.

$$\Delta U_{R1,IB,ninv} = \left(1 + \frac{R11}{R10}\right) \cdot R10 \cdot I_B \quad (14)$$

Neben diesem Fehler gibt es noch die Offset-Spannung. Diese beschreibt die mögliche Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen (+,-) und wird bei Verstärkung um diese verstärkt. Für die nicht-invertierende Schaltung gilt $V_{ges} = V_{U4}$.

$$\Delta U_{Offset} = U_{Offset} \cdot V_{ges} \quad (15)$$

Nach der gauß'schen Fehlerfortpflanzung wird die Ausgangsgleichung partiell nach allen Fehlern abgeleitet und addiert. Nach einsetzen der Formel 16 (Ausgangsspannung des nicht-invertierenden Verstärkers) ergibt sich die Formel 17 als Fehler der Verstärkerschaltung. Die zusätzlichen Offset- und Eingangsstrom-Fehler des Operationsverstärkers werden addiert.

$$U_{R1,ninv} = \left(1 + \frac{R11}{R10}\right) \cdot R1 \cdot I_{L,max} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{R1,ninv,max} &= \left(\left| \frac{\delta U_{R1,ninv}}{\delta R11} \right| \cdot \Delta R11 \right) \\ &\quad + \left(\left| \frac{\delta U_{R1,ninv}}{\delta R10} \right| \cdot \Delta R10 \right) \\ &\quad + \left(\left| \frac{\delta U_{R1,ninv}}{\delta R1} \right| \cdot \Delta R1_{max} \right) \\ &\quad + \Delta U_{R1,IB,ninv} + \Delta U_{Offset} \\ &= \left(\frac{R11}{R10^2} \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R10 \right) \\ &\quad + \left(\frac{1}{R10} \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R11 \right) \\ &\quad + \left(\left(1 + \frac{R11}{R10}\right) \cdot I_{L,max} \cdot \Delta R1_{max} \right) \\ &\quad + \Delta U_{R1,IB,ninv} + \Delta U_{Offset} \end{aligned} \quad (17)$$

Die Toleranz ist von der OP Schaltung abhängig. Für den invertierenden Verstärker (Schaltung 2.2) ergibt sich, ebenfalls nach der gauß'schen Fehlerfortpflanzung und Addition der Operationsverstärkerfehler, vereinfacht:

⁴Im Datenblatt des IRFP450 [2] als P_D bezeichnet

⁵ $T_C = 25^\circ\text{C}$ und $U_{GS} = 10 \text{ V}$

$$\begin{aligned}
\Delta U_{R1,inv,max} = & \left(\left(V_{U3} \cdot \frac{R7}{R6^2} \right) \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R6 \right) \\
& + \left(\left(V_{U3} \cdot \frac{1}{R6} \right) \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R7 \right) \\
& + \left(\left(V_{U2} \cdot \frac{R9}{R8^2} \right) \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R8 \right) \\
& + \left(\left(V_{U2} \cdot \frac{1}{R8} \right) \cdot U_{R1,max} \cdot \Delta R9 \right) \\
& + \left(V_{ges} \cdot I_{L,max} \cdot \Delta R1_{max} \right) \\
& + 2 \cdot \Delta U_{R1,IB,inv} + 2 \cdot \Delta U_{Offset}
\end{aligned} \quad (18)$$

In der Formel (18) darf es $2 \cdot \Delta U_{R1,IB,inv}$ heißen wenn $R6 = R8$. Wenn nicht, wird $\Delta U_{R1,IB,inv}$ nach Formel 19 berechnet und darf in Formel 18 nicht mit zwei multipliziert werden.

$$\Delta U_{R1,IB,inv} = (V_{ges} \cdot R6 \cdot I_B) + (V_{ges} \cdot R8 \cdot I_B) \quad (19)$$

Um den Fehler im gesamten Spannungsbereich U_{R1} anzugeben zu können, müssen diese einzeln in lineare und absolute Fehler eingeteilt werden. Die Fehler ΔU_{Offset} und $\Delta U_{R1,IB}$ sind absolut und können bei einem Strom $I_L = 0$ A auftreten. Die restlichen sind lineare Fehler und von der aktuellen Spannung U_{R1} abhängig. Die Formel 20 gibt die Spannung plus minus den Fehler zu jener an.

$$\begin{aligned}
U_{R1,(n)inv} \pm & \left(\sum \Delta U_{R1,absolut} \right. \\
& \left. + \frac{U_{R1,(n)inv}}{U_{R1,(n)inv,max}} \left(\sum \Delta U_{R1,linear} \right) \right)
\end{aligned} \quad (20)$$

C. Beispiel für Fehler

Als Beispiel sind hier die Fehler für beide Schaltungen (nach Tabelle II, Seite 3 und III) berechnet. Als Operationsverstärker wurde der LTC2057 [4] angenommen. Das Beispiel aus III-A ist Grundlage für dies ($I_{L,max} = 7$ A usw.). Die maximale Temperatur für $R1$ wurde mit 60°C empirisch festgelegt.

Tabelle III: Resultierende Fehler

Fehlertyp	linear/ absolut	Term	Resultierender Fehler
Allgemeine	linear	$\Delta R1$	21,3 mV
	absolut	ΔU_{Offset}	0,018 mV
N. Invertierend	linear	$\Delta R10$	21 mV
	linear	$\Delta R11$	21 mV
	absolut	$\Delta U_{R1,IB,inv}$	0,03 mV
Invertierend	linear	$\Delta R6$	28 mV
	linear	$\Delta R7$	28 mV
	linear	$\Delta R8$	112 mV
	linear	$\Delta R9$	7 mV
	absolut	$\Delta U_{R1,IB,inv}$	0,01 mV

Die Werte werden in Formel 20 wie folgt eingetragen.

$$U_{R1,inv} \pm \left(0,048\text{mV} + \frac{U_{R1,inv} \cdot 63,3\text{mV}}{2,8\text{V}} \right) \quad (21)$$

$$U_{R1,inv} \pm \left(0,038\text{mV} + \frac{U_{R1,inv} \cdot 196,3\text{mV}}{2,8\text{V}} \right) \quad (22)$$

An den Ausgängen der Schaltungen ergeben sich die maximalen Spannungen $U_{R1,inv,max} = 2,8 \text{ V} \pm 0,063 \text{ V}$ und $U_{R1,inv,max} = 2,8 \text{ V} \pm 0,196 \text{ V}$.

In Tabelle III ist zu erkennen, dass die Fehler des Input Bias Current und der Offset Spannung sehr klein sind.

VI. MÖGLICHE ERWEITERUNG

Wenn für $U1$ ein Operationsverstärker mit Disable/Shutdown Pin verwendet wird, können mehrere Lasten mit verschiedenen $I_{L,max}$ parallel geschaltet werden. Es wäre nur eine Referenz nötig. So kann in einem Gerät eine breitbandige genaue (nach Abschnitt V) Stromsenke realisiert werden. Beispiel: $I_{L1,max} = 100 \text{ mA}$, $I_{L2,max} = 1 \text{ A}$, $I_{L3,max} = 10 \text{ A}$.

Wenn nun mehrere Spannungsreferenzen zur Verfügung stehen, können nach dem Kirchhoffschen-Knotenpunktsatz auch "Mischgrößen" gebaut werden. Beispiel: $I_{L,max} = 1.2 \text{ A}$ (1 A und 200 mA)

Wie schon im Artikel angedeutet, wäre eine Erweiterungsmöglichkeit, andere Fehlerarten der Schaltung mit einem Mikrocontroller zu verhindern. Informationswerte, wie aktueller Stromfluss und Spannung, können an einem Display angezeigt werden. So könnte beispielsweise eine Temperaturüberwachung am Kühlkörper realisiert werden. Bei überschreiten der Grenztemperatur kann der Shutdown des OP's genutzt werden, um den MOSFET hochohmig zu schalten. Mit einem weiteren ADC Eingang, über einen Spannungsteiler gemessen, kann $P_{Q1} = (U_L - R1 \cdot I_L) \cdot I_L$ bzw. $P_L = U_L \cdot I_L$ berechnet werden. Ein akustisches oder visuelles Signal kann so vor den bevorstehenden Überschreitungen von $U_{DS,Q1}$, $I_{D,Q1}$ und/oder $P_{tot,Q1}$, den Nutzer warnen.

Wer ein passendes Analogmessinstrument hat, kann die Anzeige auch im Retrostil bauen.

LITERATUR

- [1] Falk (Username mikrocontroller.net), *MOSFET-Übersicht* <https://www.mikrocontroller.net/articles/MOSFET-Übersicht>, 07.02.2021, Letzter Aufruf 23.04.2021
- [2] Vishay Siliconix, *Datasheet Power MOSFET, IRFP450, SiHFP450* <https://www.vishay.com/docs/91233/91233.pdf>, 16.06.2008, Letzter Aufruf 23.04.2021
- [3] Vishay Siliconix, *Datasheet Power MOSFET, IRFP240, SiHFP240* <https://www.vishay.com/docs/91210/91210.pdf>, 21.03.2011, Letzter Aufruf 19.05.2021
- [4] Analog Devices, *LTC2057: High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier Data Sheet* <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf>, Letzter Aufruf 16.04.2021
- [5] Manfred Hein, *DIE IEC-WERTETABELLEN* <http://www.heinffm.de/0199d9924f0e9e80e/0199d9924f0eb3f3b/0199d992cf1014103/>, Letzter Aufruf 05.05.2021

- [6] Prof. Dr. Wolfgang Matthes, *Widerstände*
http://www.controllersandpcs.de/lehrarchiv/pdfs/elektronik/pass01_01x.pdf,
Letzter Aufruf 11.05.2021